



STATE INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE OF THE P.R.C

[HOME](#)[ABOUT SIPO](#)[NEWS](#)[LAW& POLICY](#)[SPECIAL TOPIC](#)[CHINA IP NEWS](#)**Title: Asynchronous motor optimizing excitation control method based on magnetic-field saturated non-linear motor model****Application Number** 02146149 **Application Date** 2002.11.01**Publication Number** 1404215 **Publication Date** 2003.03.19**Priority Information****International Classification** H02P21/00**Applicant(s) Name** Tsinghua Univ.**Address****Inventor(s) Name** Zhu Dongqi;Jiang Xinjian;Yu Wenbo**Patent Agency Code** 00000 **Patent Agent****Abstract**

The present invention belongs to the field of asynchronous motor exciting speed-regulating technology and features the exciting speed-regulating method of optimizing stator-exciting current to regulate rotor magnetic linkage. In MT coordinate system, the finite element analysis to asynchronous motor magnetic field is performed to obtain the effect of saturated motor magnetic field on motor parameters and the stator and rotor magnetic linkage via solving non-linear equation. The magnetic linkage table is optimized to obtain optimized exciting table and maximum torque vs rotation speed table. By means of PI control method to obtain optimized exciting current and reference value of torque current, comparison to practical exciting current and torque current and PI regulation and voltage decoupling, final stator voltage in MT coordinate system is obtained for the control of the inverter.

[Machine Translation](#)[Close](#)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02146149.X

[43] 公开日 2003 年 3 月 19 日

[11] 公开号 CN 1404215A

[22] 申请日 2002.11.1 [21] 申请号 02146149.X

[71] 申请人 清华大学

地址 100084 北京市 100084-82 信箱

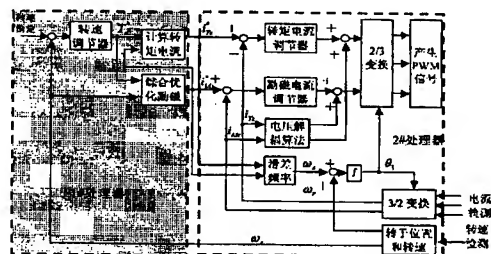
[72] 发明人 朱东起 姜新建 宇文博 许德伟

权利要求书 5 页 说明书 17 页 附图 11 页

[54] 发明名称 基于磁场饱和和非线性电机模型异步电机优化励磁控制方法

[57] 摘要

基于饱和非线性电机模型异步电机优化励磁方法属于异步电机励磁调速技术领域，其特征在于：它是一种优化定子励磁电流的调整转子磁链的励磁调速方法，是在 MT 坐标系上通过对异步电机磁场进行有限元分析得到电机磁场饱和对电机参数的影响，在求解非线性方程后得到不同电流下定转子磁链。对此磁链表优化后可得到优化励磁表和对应于不同转速的最大转矩表。故此采用 PI 控制方法在给定转速下的最大转矩的条件下，在定子总电流一定下用查表得到的优化励磁电流和由此得到的转矩电流作参考值，和实际的励磁、转矩电流进行比较，再分别用 PI 调节和电压解耦方法得到最终给定的 MT 坐标系下的定子电压去控制逆变器。它通过优化励磁可以在总电流一定下提高电机的输出转矩。



1. 基于饱和非线性电机模型异步电机优化励磁控制方法, 它采用了磁场定向矢量控制中把异步电机的励磁电流和转矩电流分量解耦的方法, 同时也采用了下述考虑磁路饱和的电机数学模型来计算电机的相应参数:

$$p \begin{bmatrix} i_{Ms} \\ i_{Ts} \\ i_{Mr} \\ i_{Tr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Mr}} \\ \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Mr}} \\ \frac{\partial f_{Mr}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Mr}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Mr}} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} u_{Ms} \\ u_{Ts} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \\ R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ms} \\ i_{Ts} \\ i_{Mr} \\ i_{Tr} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\omega_1 f_{Ts} \\ \omega_1 f_{Ms} \\ -\omega_2 f_{Tr} \\ \omega_2 f_{Mr} \end{bmatrix} \right\}$$

其中:

p 表示对时间进行微分的微分算符;

i_{Ms} , i_{Ts} 分别为定子的 M, T 轴电流;

i_{Mr} , i_{Tr} 分别为转子的 M, T 轴电流;

f_{Ms} , f_{Ts} 分别为定子的 M, T 轴磁链;

f_{Tr} , f_{Mr} 分别为转子的 M, T 轴磁链;

u_{Ms} , u_{Ts} 为定子的 M, T 轴电压;

R_s 为定子电阻, R_r 为转子电阻;

ω_1 为定子电流频率, ω_2 为转子电流频率;

M, T 轴是以电机同步转速旋转的旋转坐标系;

其特征在于: 它是在总线控制式的由单片机、采样板和逆变器构成的异步电机优化励磁控制系统中, 改变励磁电流来实现定子总电流一定下电磁输出转矩最大和在转矩输出一定下总电流最小的优化励磁性能的磁场定向矢量控制方法, 它依次含有如下步骤:

(1) 在坐标变换后要求电机模型所产生的磁动势完全一致的条件下, 把电机 A、B、C 三相的变量投影到以电机的同步转速旋转的 MT 坐标系上得到在 MT 坐标系上的考虑磁场饱和影响的电机模型以便在 MT 坐标系下把交流电机的时变参数转化为线性变量, 把交流电机模型等效为简化的直流电解模型;

(2) 输入:

(2.1) 不同转速下的最大转矩表;

(2.2) 与输出一定转矩的最小总电流对应的优化励磁电流表;

(2.3) 由以下数据项构成的磁链表:

i_{Ms} 为定子 M 轴电流, i_{Mr} 为转子 M 轴电流;

i_{Ts} 为定子 T 轴电流, i_{Tr} 为转子 T 轴电流;

ψ_{Ts} 为定子 T 轴磁链, ψ_{Tr} 为转子 T 轴磁链;

ψ_{Ms} 为定子 M 轴磁链, ψ_{Mr} 为转子 M 轴磁链;

定子 A、B、C 三相磁链: ψ_A, ψ_B, ψ_C ;

(3) 根据给定角速度 ω^* 和实测角速度 ω_r 经过转速 PI 调节器得到转矩给定值 T_e^* :

$$T_e^* = (k_p + \frac{k_q}{s})(\omega^* - \omega_r) \quad \text{其中 } k_p \text{ 为比例常数, } k_q \text{ 为积分常数;}$$

(4) 把 T_e^* 与根据转子实测转速而得到的最大转矩 T_{emax} 比较:

若: $T_e^* \geq T_{emax}$, 则取 $T_e^* = T_{emax}$;

若: $T_e^* < T_{emax}$, 则取 $T_e^* = T_e^*$;

(5) 根据转子实测转速和 T_e^* 从优化励磁电流表查得 i_{Ms} , 再由 i_{Ms} 从磁链表查得转子磁链 ψ_r ;

(6) 根据 T_e^* 、 ψ_r 从下式得到 i_{Ts} :

$$T_e^* = \frac{3}{2} n_p \frac{i_{Ts}}{K_s} \psi_r, \quad n_p: \text{电机极对数}, \quad K_s = \frac{L_r}{L_m}: \quad L_m: \text{转子互感}$$

L_r : 转子自感;

(7) 判断读入得三相定子电流大小是否在合理的范围内, 若超过限幅值, 则取限幅值为读入电流值;

(8) 根据下式计算滑差角频率 ω_s 和转子磁场位置角 θ_1 :

$$\omega_s = \frac{R_r i_{Ts}}{K_s \psi_r}, \quad \text{再对转子磁场角速度即转子电流角频率 } \omega_1 = \omega_s + \omega_r \text{ 积分得到转子磁场位置}$$

角 θ_1 ;

(9) 把定子相电流变成 MT 坐标系下的电流 i_{Ms} 、 i_{Ts} :

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_1 & -\sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix};$$

(10) 根据下式把定子上给定的 i_{Ms}^* 、 i_{Ts}^* 与实际测得的电流 i_{Ms} 、 i_{Ts} 分别进行比较后, 把差值各自通过励磁电流 PI 调节器、转矩电流 PI 调节器并经过电压解耦补偿得到定子 MT 轴的电压给定值 u_{Ms}^* 、 u_{Ts}^* :

$$\hat{u}_{Ms} = L_m^M p i_m - \omega_1 \psi_{Ts} \quad L_m^M = \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Mr}} \quad \text{M 轴补偿电压}$$

$$\hat{u}_{Ts} = L_{MT} p i_m + \omega_1 \psi_{Ms} \quad L_{MT} = \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_m} \quad \text{T 轴补偿电压}$$

$$i_m = i_{Mr} + i_{Ms}$$

$$\text{励磁电流 PI 调节器为: } u_M = (k_{dm} + \frac{k_{lm}}{s})(i_{Ms}^* - i_{Ms}),$$

转矩电流 PI 调节器为: $u_T = (k_{\pi} + \frac{k_{\pi}}{s})(i_{Ts}^* - i_{Ts})$,

则 MT 轴给定电压为:

$$u_{Ms}^* = u_M + \hat{u}_{Ms} \quad u_{Ts}^* = u_T + \hat{u}_{Ts};$$

(11) 再经过 2/3 变换得到定子三相电压给定值并送入脉宽调制器 PWM 产生逆变器所需的六路脉冲;

(12) 结束。

2. 根据权利要求 1 所述的基于饱和和非线性电机模型异步电机优化励磁控制方法,其特征在于:所述的磁链表是在假设圆柱形电机沿轴线方向磁场分布均匀且忽视转子导条的集肤效应和铁心的磁滞涡流效应的条件下,把电机的空间电磁场简化为二维平面场,应用有限元单元法在不同的 M, T 轴电流下计算电机的电磁场和各绕组的磁链而得到的,它依次含有如下步骤:

(1) 取与电机轴相垂直的横截面作为被分析的二维平面恒定非线性电磁场,对包括定子和转子在内的径向对称的扇形区进行剖分;

(2) 对求解区域每个剖分出的三角形单元用下述电磁场方程来求解三角形单元各顶点上的矢量磁位 A:

(3) 通过对各个三角形单元列写上述电磁场方程,把所有方程合成一个总的矩阵方程进行求解从而得到各三角形剖分单元顶点的磁位;

(4) 再假设三角形单元内各点磁位视线性分布的条件下,根据各三角形顶点 i, j, k 的位置坐标及该顶点的磁位 A_i, A_j, A_k 来确定定子、转子中各点的磁位分布;

(5) 根据定子各点磁位计算出 A、B、C 三相磁链 ψ_A, ψ_B, ψ_C 后,再由此得到定子 MT 轴上的磁链 ψ_{Ms} 和 ψ_{Ts} :

$$\psi_A = W_k I_e \left(\sum_{i=1}^q (A_{s_i} - A_{r_{si}}) \right)$$

其中: $A_{s1} \dots A_{sq}$ 和 $A_{r_{s1}} \dots A_{r_{sq}}$ 分别为定子 A 相绕组所在各槽 $S_1 \dots S_q$ 以及 $S_{s1} \dots S_{sq}$ 的磁位平均值, l_e 为铁心有效长度, W_k 为绕组匝数;

把 B、C 两相各对应的磁位平均值代入上式就得到 B、C 两相的磁链;从而得到:

$$\psi_{Ms} = \frac{2}{3} [\psi_A \cos \theta + \psi_B \cos(\theta - 120^\circ) + \psi_C \cos(\theta + 120^\circ)]$$

$$\psi_{Ts} = -\frac{2}{3} [\psi_A \sin \theta + \psi_B \sin(\theta - 120^\circ) + \psi_C \sin(\theta + 120^\circ)]$$

θ 为 M 轴与定子正 A 轴之间的夹角,在矢量控制系统中电机的输出转矩只和磁链的大小有关而与磁链的方向无关,在 MT 轴电流给定的条件下磁链大小确定而不会随 θ 的变化而改变,所以 θ 角在这里可以任意给定而不会对最终计算得到的磁链大小产生影响,为简化起见通常取为 0;

(6) 对于转子侧, 设一对鼠笼导条所对应的槽为 n 和 $n+1$, 对应的平均磁位为 A_n 和 A_{n+1} , 则该回路的磁链为 $\psi_n = l_e(A_{n+1} - A_n)$, 相应的, 转子 MT 轴上的磁链为:

$$\psi_{Mr} = \frac{2}{K} \sum_{n=1}^K \psi_n \cos(n-1)\varphi_0$$

其中, K 为转子导条数, φ_0 为两导条间的夹角;

$$\psi_{Tr} = -\frac{2}{K} \sum_{n=1}^K \psi_n \sin(n-1)\varphi_0$$

(7) 在稳态条件下磁场定向系统中电机 T 轴磁链为零, 则可以得到 $i_{Ts} + K_s i_{Tr} = 0$, 而在给定定子转矩电流 i_{Ts} 的条件下得到转子 T 轴电流, 通过改变给定的定子 T 轴电流 i_{Ts} 和 M 轴电流 i_{Ms} 和转子 M 轴电流 i_{Mr} , 重复以上步骤得到一个离散的用用反映定子 M 轴电流 i_{Ms} 、定子 M 轴磁链 ψ_{Ms} 、定子 T 轴电流 i_{Ts} 、定子 T 轴磁链 ψ_{Ts} 、转子 M 轴电流 i_{Mr} 、转子 M 轴磁链 ψ_{Mr} 、转子 T 轴电流 i_{Tr} 、转子 T 轴磁链 ψ_{Tr} 之间相互关系的磁链表; 通过插值算法得到任意电流下的磁链表;

3. 根据权利要求 1 所述的基于饱和非线性电机模型异步电机优化励磁控制方法, 其特征在于:

所述的最大转矩表含有的数据项为: 最大转矩、转速、优化励磁电流和转矩电流;

所述的优化励磁电流表含有的数据项为: 优化励磁电流、对应输出转矩和转速;

所述的最大转矩表和优化励磁电流表是根据磁链表依次经过以下步骤得到的:

(1) 设定定子电流 I_s 的范围:

$I_{s0} \sim I_{smax}$ (最大值, 受逆变器限制)

(2) 判别: $I_s > I_{smax}$?

若: $I_s > I_{smax}$, 则转入步骤 (9);

若: $I_s < I_{smax}$, 则执行下一步骤;

(3) 设定电机转速 ω 的范围: $\omega = \omega_0 < \omega_{max}$ (最大值, 受电机限制),

若: $\omega > \omega_{max}$, 则返回步骤 (2), 同时 I_s 增加一个增量;

若: $\omega < \omega_{max}$, 则执行下一步骤;

(4) 在定子总电流和定子电压以及电机转速限制下得到定子励磁电流的可选范围:

$I_{m0} \sim I_{mmax}$, 最大值由下面公式确定

$$u_s = \sqrt{u_{Ms}^2 + u_{Ts}^2} \leq K_u u_{max} = u_{smax}$$

其中: u_s 为定子端电压幅值, K_u 为保证逆变器安全

工作的电压安全系数, u_{max} 是逆变器所能承受的最大耐压值

$$\begin{aligned} u_{Ms} &= R_s i_{Ms} - (\omega_r + \omega_s) f_{Ts} \left(i_{Ts}, \frac{i_{Ts}}{K_s} \right) \\ u_{Ts} &= R_s i_{Ts} + (\omega_r + \omega_s) f_{Ms} (i_{Ms}, 0) \end{aligned} \quad \text{其中: } \omega_r = \omega, \quad \omega_s = \frac{R_r i_{Ts}}{K_s f_{Ms} (i_{Ms}, 0)}$$

(5) 判别: $I_m > I_{mmax}$?

若: $I_m > I_{mmax}$, 则返回步骤 (3), 同时 ω 增加一个增量;

若: $I_s < I_{smax}$, 则执行下一步骤;

(6) 根据总电流计算得到 T 轴电流 I_{Ts} ;

根据励磁电流 I_m 查磁链表得到定转子磁链 ψ_s, ψ_r ;

(7) 根据转矩电流和磁链计算得到电机转矩, 将计算得到的转矩, 定子励磁电流和转矩电流、电机定子总电流、电机转速存入磁盘文件 result.dat;

(8) I_m 增加一个增量, 重复步骤 (5) ~ (7), 一直到 I_m 的增加使 $I_s = I_{smax}$, 转入步骤 (9);

(9) 从磁盘文件 result.dat 中读入数据;

(10) 设数组 $sp[n]$, n 为文件中不同电机速度的数量, 将转速按从低到高存入数组 sp 中, 并设 $k = 0$;

(11) 设 $speed = sp[k]$, 在文件中查找和 $speed$ 对应的所有电机转矩, 并将这一组转矩存入数组 $Te[m]$ 中, m 为这些转矩的个数;

(12) 对 Te 按大小排序;

(13) 取 Te 中最大的数为 $Temax$;

(14) 将 $speed$ 和 $Temax$ 以及对应的励磁、转矩电流和磁链存入数据文件 maxtorqu.dat;

(15) 设 $j=0, T=Te[j]$;

(16) 在文件中查找和转矩 T 及 $speed$ 对应的所有定子总电流, 并将这一组电流值存入数组 $Is[l]$ 中;

(17) 对数组 $Is[l]$ 按大小排序;

(18) 取 $Is[l]$ 中最小值为 $Ismin$;

(19) 将 $speed$ 和 $Ismin$ 、 T 以及对应的励磁电流和磁链存入数据文件 optimal.dat;

(20) 判别: $k > n?$;

若: $k < n$, 则 $k = k+1$, 返回步骤 (11);

若: $k > n$, 则将数据文件 maxtorque.dat 和 optimal.dat 存入磁盘, 得到最大转矩表和优化励磁电流表, 执行下一步骤;

(21) 结束。

基于磁场饱和非线性电机模型异步电机优化励磁控制方法

技术领域

基于磁场饱和非线性电机模型异步电机优化励磁方法属于异步电机转速的励磁控制技术领域

背景技术

随着电力电子技术和计算机技术的发展,交流电气传动正逐步取代直流传动成为电气传动的主要潮流。交流电机中尤以异步电机应用最广。其优点在于成本低廉、结构简单、可靠性高、维护方便、转动惯量小、效率高、额定容量大等。但是交流电机特别是异步电机属于多变量、强耦合系统,控制系统很复杂且难于做到高性能的调速,往往要借助各种检测仪器来参与控制,增加了系统的复杂程度和成本,降低了系统的可靠性。

目前异步电机的调速方法可分为:

1. 调频调压控制。这种方法实现简单,广泛应用于对调速性能要求不高的场合;缺点是带载能力差,动态响应慢,低速时性能更差。

2. 磁场定向矢量控制。这种方法将异步电机的励磁电流和转矩电流分量解耦,达到类似他励直流电机的控制性能。这种方法可以大大提高异步机调速的性能,是目前高性能交流调速系统中应用较多的控制方法。缺点是需要检测电机转子的磁场方向,而且控制结果容易受电机参数变化的影响。

3. 直接转矩控制。由于采用直接反馈的砰-砰控制方式从而省去了坐标变换,简化了控制结构,避免了电机参数变化的影响。缺点是引入低速转矩脉动,限制了调速范围,降低了调速性能。

磁场定向矢量控制的异步电机是目前应用较广的高性能调速系统。通常的控制策略是保持励磁电流不变,通过改变转矩电流来控制电机的转矩,这时电机工作在稳定的磁路饱和点,电机的各种电感系数可以视为常数。但是在电力机车、电动汽车、提升机械等牵引负载场合,要求电机的最大转矩比额定转矩尽可能大,使驱动系统具有灵活的转矩控制能力。改变励磁电流将有助于这一目标的实现。但这时电机主磁路饱和程度将改变,电感参数不再是常数,必须采用新的电机数学模型和控制策略。

发明内容

本发明的目的是建立适用于磁场定向控制下考虑磁场饱和的电机模型并可以实现优化励磁控制的异步电机控制方法。它不仅克服了传统模型线性化的缺点,而且在较大的运行范围内真实反映了电机的实际情况,优化励磁控制的异步电机较传统矢量控制方法在供给电机的电源最大电流一定时,可以提高异步电机的输出转矩。在电动机起动,加速等运行工况下能更好的实现转矩灵活控制。

本发明的技术方案是:

1. 采用考虑电机磁路饱和的电机数学模型来计算电机的性能。本发明通过对异步电机磁场进行有限元分析,可以得到电机磁场饱和对电机参数的影响。根据电机的结构数据用AUTOCAD生成电机端部横截面图,然后将横截面进行剖分,得到剖分图,生成系数矩阵,用N-R迭代和高斯消去法求解非线性方程组得到不同定子MT轴电流下各点的磁位,根据磁位计算电机的磁密分布以及各个绕组的磁链,最后经过多相或三相到两相的变换得到定子M、T轴的磁链。经过对不同M、T轴电流下电机磁链的分析计算,可以得到一个离散励磁表,实际应用中对这个表进行插值就可以得到任意电流下的磁链。

由于异步电机是多变量强耦合的系统,在三相坐标系下电机模型中的电感是时变量,随转子位置角而变化,给电机分析和求解带来很多困难。通常采用坐标变换的方式将时变量变为常量。坐标变换的原则是在不同坐标系下电机模型所产生的磁动势完全一致,而变换的目的是将交流电机的物理模型等效为类似直流电机的模式从而简化电机的分析和求解。交流电机的物理模型和等效直流机模型如图1所示。

图中A、B、C分别表示电机的三相,通过将三相的变量向旋转的MT坐标系投影可以得到电机在MT轴上的模型。由于MT轴是以电机同步转速旋转的,则在MT轴下交流电机的时变参数转化为线性变量,将交流电机模型等效为直流机模型,从而得到简化的模型方程。设 ω_1 是同步转速,F为三相电流产生的合成磁动势。 θ 为M轴和定子A轴的夹角。则经过坐标变换,考虑磁路饱和影响的电机数学模型如下:

$$p \begin{bmatrix} i_{Ms} \\ i_{Ts} \\ i_{Mr} \\ i_{Tr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Ts}} & \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Tr}} \\ \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Ts}} & \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_{Tr}} \\ \frac{\partial f_{Mr}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Mr}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Mr}}{\partial i_{Ts}} & \frac{\partial f_{Mr}}{\partial i_{Tr}} \\ \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Ms}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Mr}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Ts}} & \frac{\partial f_{Tr}}{\partial i_{Tr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Ms} \\ u_{Ts} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & & & \\ & R_s & & \\ & & R_r & \\ & & & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ms} \\ i_{Ts} \\ i_{Mr} \\ i_{Tr} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\omega_1 f_{Ts} \\ \omega_1 f_{Ms} \\ -\omega_2 f_{Tr} \\ \omega_2 f_{Mr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

对于异步电机,(1)式为以电流为状态变量的电机动态方程。方程反映的是电机定子电流和电压以及磁链之间的微分关系。

其中:

p 表示对时间进行微分的微分算符;

i_{Ms} , i_{Ts} , i_{Mr} , i_{Tr} 分别为定转子的M、T轴电流。

f_{Ms} , f_{Ts} , f_{Mr} , f_{Tr} 分别为定转子的M、T轴磁链。有限元计算的主要目的就是计算这些磁链。

u_{Ms} , u_{Ts} 为定子的M、T轴电压。

R_s , R_r 为定转子电阻。

ω_1 , ω_2 为定转子电流频率。

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l \quad (2)$$

(2) 式为电机运动方程。其中 T_l 是负载转矩, ω_r 是转子机械角速度, T_e 为电磁转矩, J 为电机和负载的转动惯量。

2. 在这个模型的基础上, 提出优化励磁控制方法。

这里采用的电机控制方法为间接转子磁场定向矢量控制。磁场定向矢量控制是将空间磁场矢量的方向作为坐标轴的基准方向, 将电机定子电流矢量正交分解为与磁场方向一致的励磁电流分量和与磁场方向垂直的转矩电流分量, 通过对这两个分量的分别控制, 使交流电机能象他励直流电机一样具有良好的控制性能。在间接转子磁场定向矢量控制系统中, 取转子磁场方向为转子 M 轴的基准方向。则与之垂直的 T 轴转子磁链 $\psi_{Tr} = 0$ 且磁链的微分 $p\psi_{Tr} = 0$ 以及 $\psi_{Tr}\omega_2 = 0$, 则励磁电流 i_{Ms} 和转矩电流 i_{Ts} 的给定决定了异步电机的输出转矩 T_e 。如下式所示:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{i_{Ts}}{K_s} \psi_r \quad (3)$$

(3) 式表示电机的输出转矩由转矩电流 i_{Ts} 和转子磁链 ψ_r 决定。其中 n_p 为电机极对数, $K_s = \frac{L_r}{L_m}$, L_m 和 L_r 是转子的互感和自感。在考虑磁场饱和的条件下转子磁链 ψ_r 由下式决定:

$$\psi_r - f_{Mr}(i_{Ms}, -\frac{p\psi_r}{R_r}) = 0 \quad (4)$$

f_{Mr} 为表征磁路饱和的非线性函数, R_r 为转子电阻。上式表明转子磁链仅由定子励磁电流 i_{Ms} 所决定, 即根据上式由已知 i_{Ms} 就可以求得转子磁链 ψ_r 。

$$\omega_s = \frac{R_r i_{Ts}}{K_s \psi_r} \quad (5)$$

上式为滑差频率 ω_s 在间接转子磁场定向控制系统中的表达式。

逆变器控制的异步电机的总电流和定子端电压受逆变器的性能限制。其限制条件为:

$$i_s = \sqrt{i_{Ms}^2 + i_{Ts}^2} \leq i_{smax} \quad \text{其中 } i_s, u_s \text{ 为定子电流和端电压, } i_{smax}, u_{smax} \text{ 为逆变器}$$

$u_s = \sqrt{u_{Ms}^2 + u_{Ts}^2} \leq u_{smax}$ 供电下的最大可能电流和电压, 其值取决于逆变器所用元件的性能参数。

本控制方法通过调整电机的转子磁链, 使得在一定的总电流限制下电机能够输出最大的转矩。从公式(3)中可以看到转矩与转矩电流和转子磁链之积成正比。则在总电流大小一定的条件下, 以转矩电流或是励磁电流为变量对式(3)进行寻优计算可以得到如图 2 所示的结果:

图 2 中 i_{smax} 为定子电流的最大限度值。

从图 2 中计算结果可以得到不同电机总电流下最大转矩对应的励磁电流, 从而得到优化励磁表 (见表 1)。反过来也可以从表中根据要求的电磁转矩得到最小总电流对应的励磁电流大小。

由前面的电机方程 (1) 可以推导得到下式:

$$\begin{aligned} u_{Ms} &= R_s i_{Ms} - (\omega_r + \omega_s) f_{Ts} \left(i_{Ts}, i_{Ts} / K_s \right) \text{ 可以看到转速对 MT 轴电压有影响。} \\ u_{Ts} &= R_s i_{Ts} + (\omega_r + \omega_s) f_{Ms} (i_{Ms}, 0) \end{aligned}$$

则根据电压电流限制条件可以计算得到在不同转速下电机在一定电流和电压限制下的最大转矩表 (见表 2)。上述两表的具体的计算过程见后面所附的流程图。

本发明的特征在于: 它是在总线控制式的由单片机、采样板和逆变器构成的异步电机优化励磁控制系统中, 改变励磁电流来实现定子总电流一定下电磁输出转矩最大和在转矩输出一定下总电流最小的优化励磁性能的磁场定向矢量控制方法, 它依次含有如下步骤:

(1) 在坐标变换后要求电机模型所产生的磁动势完全一致的条件下, 把电机 A、B、C 三相的变量投影到以电机的同步转速旋转的 MT 坐标系上, 得到在 MT 坐标系上的考虑磁场饱和影响的电机模型以便在 MT 坐标系下把交流电机的时变参数转化为线性变量, 把交流电机模型等效为简化的直流电解模型;

(2) 输入:

(2.1) 不同转速下的最大转矩表;

(2.2) 与输出一定转矩的最小总电流对应的优化励磁电流表;

(2.3) 由以下数据项构成的磁链表:

i_{Ms} 为定子 M 轴电流, i_{Mr} 为转子 M 轴电流。

i_{Ts} 为定子 T 轴电流, i_{Tr} 为转子 T 轴电流。

ψ_{Ts} 为定子 T 轴磁链, ψ_{Tr} 为转子 T 轴磁链。

ψ_{Ms} 为定子 M 轴磁链, ψ_{Mr} 为转子 M 轴磁链。

定子 A、B、C 三相磁链: ψ_A, ψ_B, ψ_C ;

(3) 根据给定角速度 ω^* 和实测角速度 ω_r 经过转速 PI 调节器得到转矩给定值 T_e^* :

$$T_e^* = (k_p + \frac{k_q}{s})(\omega^* - \omega_r) \text{ 其中 } k_p \text{ 为比例常数, } k_q \text{ 为积分常数;}$$

(4) 把 T_e^* 与根据转子实测转速而得到的最大转矩 T_{emax} 比较:

若: $T_e^* \geq T_{emax}$, 则取 $T_e^* = T_{emax}$;

若: $T_e^* < T_{emax}$, 则取 $T_e^* = T_e^*$;

(5) 根据转子实测转速和 T_e^* 从优化励磁电流表查得 i_{Ms} , 再由 i_{Ms} 从磁链表查得转子磁链 ψ_r ;

(6) 根据 T_e^* 、 ψ_r 从下式得到 i_{Ts} :

$$T_e^* = \frac{3}{2} n_p \frac{i_{Ts}}{K_s} \psi_r, n_p: \text{电机极对数, } K_s = \frac{L_r}{L_m}: L_m: \text{转子互感}$$

L_r : 转子自感。

(7) 判断读入的三相定子电流大小是否在合理的范围内, 若超过限幅值, 则取限幅值为读入电流值;

(8) 根据下式计算滑差角频率 ω_s 和转子磁场位置角 θ_1 :

$$\omega_s = \frac{R_r i_{Ts}}{K_s \psi_r}, \text{ 再对转子磁场角速度即转子电流角频率 } \omega_1 = \omega_s + \omega_r \text{ 积分得到转子磁场位置}$$

角 θ_1 :

(9) 把定子相电流变成 MT 坐标系下的电流 i_{Ms} 、 i_{Ts} :

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_1 & -\sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix};$$

(10) 根据下式把定子上给定的 i_{Ms}^* 、 i_{Ts}^* 与实际测得的电流 i_{Ms} 、 i_{Ts} 分别进行比较后, 把差值各自通过励磁电流 PI 调节器、转矩电流 PI 调节器并经过电压解耦补偿得到定子 MT 轴的电压给定值 u_{Ms}^* 、 u_{Ts}^* :

$$\hat{u}_{Ms} = L_m^M p i_m - \omega_1 \psi_{Ts} \quad L_m^M = \frac{\partial f_{Ms}}{\partial i_{Mr}} \quad \text{M 轴补偿电压}$$

$$\hat{u}_{Ts} = L_{MT} p i_m + \omega_1 \psi_{Ms} \quad L_{MT} = \frac{\partial f_{Ts}}{\partial i_m} \quad \text{T 轴补偿电压}$$

$$i_m = i_{Mr} + i_{Ms}$$

$$\text{励磁电流 PI 调节器为: } u_M = (k_{dm} + \frac{k_{Im}}{s})(i_{Ms}^* - i_{Ms}),$$

$$\text{转矩电流 PI 调节器为: } u_T = (k_{dT} + \frac{k_{IT}}{s})(i_{Ts}^* - i_{Ts}),$$

则 MT 轴给定电压为:

$$u_{Ms}^* = u_M + \hat{u}_{Ms} \quad u_{Ts}^* = u_T + \hat{u}_{Ts};$$

(11) 再经过 2/3 变换得到定子三相电压给定值并送入脉宽调制器 PWM 产生逆变器所需的六路脉冲;

(12) 结束。

所述的磁链表是在假设圆柱形电机沿轴线方向磁场分布均匀且忽视转子导条的集肤效应和铁心的磁滞涡流效应的条件下, 把电机的空间电磁场简化为二维平面场。应用有限元单元法在不同的 M, T 轴电流下计算电机的电磁场和各绕组的磁链而得到的, 它依次含有如下步骤:

(1) 取与电机轴相垂直的横截面作为被分析的二维平面恒定非线性电磁场, 对包括定子和转子在内的径向对称的扇形区进行剖分;

(2) 对求解区域每个剖分出的三角形单元用下述电磁场方程来求解三角形单元各顶点

上的矢量磁位 A :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \delta = 0 \\ A|_{\Gamma_1} = A_0 \text{ (第一类边界条件)} \\ \nu \frac{\partial A}{\partial n}|_{\Gamma_2} = -H_t \text{ (第二类边界条件)} \end{cases}$$

其中: 第一类边界条件 Γ_1 为: 对定子而言, 剖分后每齿的外轭宽;

对转子而言没有第一类边界条件;

第二类边界条件 Γ_2 为: 对定子而言, 剖分后每齿的齿周长;

对转子而言, 剖分后每齿槽的槽周长;

A 为矢量磁位。 ν 为磁阻率。 δ 为电流密度, H_t 为边界与法向垂直方向的磁场强度。 A_0 为第一类边界上的磁位值, 对于特殊区域其边界值是已知的。

(3) 通过对各个三角形单元列写上述电磁场方程, 把所有方程合成一个总的矩阵方程进行求解从而得到各三角形剖分单元顶点的磁位;

(4) 再假设三角形单元内各点磁位视线性分布的条件下, 根据各三角形顶点 i, j, k 的位置坐标及该顶点的磁位 A_i, A_j, A_k , 来确定定子、转子中各点的磁位分布;

(5) 根据定子各点磁位计算出 A 、 B 、 C 三相磁链 ψ_A, ψ_B, ψ_C 后, 再由此得到定子 MT 轴上的磁链 ψ_{Ms} 和 ψ_{Ts} :

$$\psi_A = W_k l_e \left(\sum_{i=1}^q (A_{s_i} - A_{s_{i+q}}) \right)$$

其中: $A_{s1} \dots A_{sq}$ 和 $A_{sa1} \dots A_{saq}$ 分别为定子 A 相绕组所在各槽 $S_1 \dots S_q$ 以及 $S_{a1} \dots S_{aq}$ 的磁位平均值, l_e 为铁心有效长度, W_k 为绕组匝数;

把 B 、 C 两相各对应的磁位平均值代入上式就得到 B 、 C 两相的磁链; 从而得到:

$$\psi_M = \frac{2}{3} [\psi_A \cos \theta + \psi_B \cos(\theta - 120^\circ) + \psi_C \cos(\theta + 120^\circ)]$$

$$\psi_T = -\frac{2}{3} [\psi_A \sin \theta + \psi_B \sin(\theta - 120^\circ) + \psi_C \sin(\theta + 120^\circ)]$$

θ 为 M 轴与定子正 A 轴之间的夹角。在矢量控制系统中电机的输出转矩只和磁链的大小有关而与磁链的方向无关, 在 MT 轴电流给定的条件下磁链大小确定而不会随 θ 的变化而改变。所以 θ 角在这里可以任意给定而不会对最终计算得到的磁链大小产生影响。为简化起见通常取为 0。

(6) 对于转子侧, 设一对鼠笼导条所对应的槽为 n 和 $n+1$, 对应的平均磁位为 A_n 和 A_{n+1} , 则该回路的磁链为 $\psi_r = l_e (A_{n+1} - A_n)$, 相应的, 转子 MT 轴上的磁链为:

$$\psi_{Mr} = \frac{2}{K} \sum_{n=1}^K \psi_n \cos(n-1)\varphi_0$$

其中, K 为转子导条数, φ_0 为两导条间的夹角;

$$\psi_{Tr} = -\frac{2}{K} \sum_{n=1}^K \psi_n \sin(n-1)\varphi_0$$

(7) 在稳态条件下磁场定向系统中电机 T 轴磁链为零。则可以得到 $i_{Ts} + K_r i_{Tr} = 0$, 从而在给定定子转矩电流 i_{Ts} 的条件下得到转子 T 轴电流。通过改变给定的定子 T 轴电流 i_{Ts} 和 M 轴电流 i_{Ms} 和转子 M 轴电流 i_{Mr} , 重复以上步骤得到一个离散的用用反映定子 M 轴电流 i_{Ms} 、定子 M 轴磁链 ψ_{Ms} 、定子 T 轴电流 i_{Ts} 、定子 T 轴磁链 ψ_{Ts} 、转子 M 轴电流 i_{Mr} 、转子 M 轴磁链 ψ_{Mr} 、转子 T 轴电流 i_{Tr} 、转子 T 轴磁链 ψ_{Tr} 之间相互关系的磁链表; 通过插值算法得到任意电流下的磁链表;

前面所述的输入表的计算过程如下:

所述的最大转矩表含有的数据项为: 最大转矩、转速、优化励磁电流和转矩电流;

所述的优化励磁电流表含有的数据项为: 优化励磁电流、对应输出转矩和转速;

所述的最大转矩表和优化励磁电流表是根据磁链表依次经过以下步骤得到的:

(1) 设定定子电流 I_s 的范围:

$I_{s0} \sim I_{smax}$ (最大值, 受逆变器限制)

(2) 判别: $I_s > I_{smax}$?

若: $I_s > I_{smax}$, 则转入步骤 (9);

若: $I_s < I_{smax}$, 则执行下一步骤;

(3) 设定电机转速 ω 的范围: $\omega = \omega_0 < \omega_{max}$ (最大值, 受电机限制),

若: $\omega > \omega_{max}$, 则返回步骤 (2), 同时 I_s 增加一个增量;

若: $\omega < \omega_{max}$, 则执行下一步骤;

(4) 在定子总电流和定子电压以及电机转速限制下得到定子励磁电流的可选范围:

$I_{m0} \sim I_{mmax}$, 最大值由下面公式确定

$$u_s = \sqrt{u_{Ms}^2 + u_{Ts}^2} \leq K_u u_{max} = u_{smax} \quad \text{其中: } u_s \text{ 为定子端电压幅值, } K_u \text{ 为保证逆变器安全}$$

工作的电压安全系数, u_{max} 是逆变器所能承受的最大耐压值

$$u_{Ms} = R_s i_{Ms} - (\omega_r + \omega_s) f_{Ts} \left(i_{Ts}, \frac{i_{Tr}}{K_r} \right) \quad \text{其中: } \omega_r = \omega, \quad \omega_s = \frac{R_r i_{Ts}}{K_s f_{Ms}(i_{Ms}, 0)},$$

$$u_{Ts} = R_s i_{Ts} + (\omega_r + \omega_s) f_{Ms}(i_{Ms}, 0)$$

(5) 判别: $I_m > I_{mmax}$?

若: $I_m > I_{mmax}$, 则返回步骤 (3), 同时 ω 增加一个增量;

若: $I_s < I_{smax}$, 则执行下一步骤;

(6) 根据总电流计算得到 T 轴电流 I_{Ts} ;

根据励磁电流 I_m 查磁链表得到定转子磁链 ψ_s, ψ_r ;

(7) 根据转矩电流和磁链计算得到电机转矩, 将计算得到的转矩, 定子励磁电流和转矩电流、电机定子总电流、电机转速存入磁盘文件 result.dat;

(8) I_m 增加一个增量, 重复步骤 (5) ~ (7), 一直到 I_m 的增加使 $I_s = I_{smax}$, 转入步骤 (9)。

(9) 从磁盘文件 result.dat 中读入数据;

(10) 设数组 $sp[n]$, n 为文件中不同电机速度的数量, 将转速按从低到高存入数组 sp 中, 并设 $k = 0$;

(11) 设 $speed = sp[k]$, 在文件中查找和 $speed$ 对应的所有电机转矩, 并将这一组转矩存入数组 $Te[m]$ 中, m 为这些转矩的个数;

(12) 对 Te 按大小排序;

(13) 取 Te 中最大的数为 $Temax$;

(14) 将 $speed$ 和 $Temax$ 以及对应的励磁、转矩电流和磁链存入数据文件 maxtorqu.dat;

(15) 设 $j = 0$, $T = Te[j]$;

(16) 在文件中查找和转矩 T 及 $speed$ 对应的所有定子总电流, 并将这一组电流值存入数组 $Is[l]$ 中;

(17) 对数组 $Is[l]$ 按大小排序;

(18) 取 $Is[l]$ 中最小值为 $Ismin$;

(19) 将 $speed$ 和 $Ismin$ 、 T 以及对应的励磁电流和磁链存入数据文件 optimal.dat;

(20) 判别: $k > n$? :

若: $k < n$, 则 $k = k + 1$, 返回步骤 (11);

若: $k > n$, 则将数据文件 maxtorque.dat 和 optimal.dat 存入磁盘, 得到最大转矩表和优化励磁电流表, 执行下一步骤;

(21) 结束。

本发明的有益效果是, 在不改变异步电机传动系统主电路结构的基础上通过优化电机的励磁电流, 在总电流不变的条件下可以提高电机的输出转矩, 从而提高了异步电机调速系统的性能, 如改善了起动特性, 起动所需时间明显快于传统的励磁固定的控制方法。

图 13 为样机在传统矢量控制恒定励磁和本发明优化励磁下产生的电机转矩比较, 从图中看出定子的给定电流愈大 (往往受逆变器性能限制), 则优化励磁的转矩增加愈显著。

图 14 为样机在传统矢量控制恒定励磁和本发明优化励磁下产生的电机转矩比较, 传统的矢量控制比升频升压控制好, 而优化励磁矢量控制起动性能最好。

附图说明

下面结合附图和实施对本发明进一步说明

图 1. 定子由三相 A、B、C 坐标向 MT 坐标转化示意图。

图 2. 定子电流一定下转矩和励磁电流关系图, a 额定励磁电流, b 转矩最优励磁电流, is_{max} 为定子电流给定最大值。

图 3.硬件系统框图：Sn：转速传感器；Si：电流传感器。

图 4. CPU 任务分配图及控制框图。

图 5.间接转子磁场定向矢量系统的程序流程框图。

图 6.磁链计算流程框图。

图 7.电机横截面图。

图 8.电机定、转子剖分图。

图 9.图 8 中所示圆圈的放大图。

图 10.有限元计算的流程框图。

图 11.矩阵方程 $[K]A=[R]$ 的求解过程框图。

图 12.表 1、表 2 的计算过程框图。

图 13. 优化励磁和额定励磁的比较图（实验值），a: 转矩优化励磁电流，b: 额定励磁电流。

图 14. 定子电流限幅下的起动过程（实验值），a 优化励磁，b 额定励磁，c 升频升压起动。

具体实施方式

请见图3及图4。

首先根据要求的电机转速给出转速给定值 ω^* ，将给定值与实测转速 ω_r 相减得到转速误差 $\Delta\omega$ ，再将转速误差代入转速PI调节器计算得到转矩参考值 T_e^* 。同时根据实际转速和转矩参考值 T_e^* ，由已经计算得到的励磁优化曲线查表得到所需优化励磁电流参考值 i_{ms}^* ，同时将励磁电流给定代入转矩电流计算模块由公式（3）（4）计算得到转矩电流给定 i_{Ts}^* 。通过励磁和转矩电流给定由公式（5）可以计算得到所需滑差角频率 ω_s ，加上实际测得电机转速 ω_r 得到转子电流角频率。对转子电流角频率进行积分计算得到转子磁场位置角 θ_1 。同时将检测得到的电机三相定子电流经过3/2变换得到实际的励磁和转矩电流分量 i_{ms} 和 i_{Ts} ，通过和给定值的比较得到电流误差 Δi 。电流误差分别通过转矩电流和励磁电流PI调节器之后得到初始结果，再加上经过电压解耦计算得到的补偿值，则得到最终给定的MT坐标系下的定子电压，通过2/3变换得到给逆变器的三相输出。三相输出通过PWM调制得到逆变器的三路脉冲，控制逆变器输出所需的三相电压 $U_a/b/c$ 。

间接转子磁场定向矢量系统的程序流程图见图5。其中 L_m^M 、 L_{MT} 是通过磁链表对 f_{ms} 、 f_{Ts} 相应点作局部线性化得到的。

在初始化中先检测公共存储区，再检测用户设定的电机转速。从外部总线读入的系统状态参数包括电机目前状态和控制系统状态。检验输入数据的有效性并加以限幅是指判断输入电机转速给定值是否在最大转速和最小转速之间，否则视为无效数据。对无效数据采用上次有效数据作为本次数据。

整个系统由四个部分组成：控制单元、逆变器、传感装置和电机。控制单元获得由传感器检测得到的电机的三相电压、电流以及电机速度；经过数字控制系统的计算得到逆变器需要的控制信号（主回路IGBT器件的门极脉冲信号）；控制信号经过接口电路施加在电力电子器件上变成实际的受控变量（电压型逆变器的受控变量是电机的定子电压，而电流型逆变器的是定子电流）。数字控制单元主要有三个部分：运算单元、模拟量输入接口和控制信号输出

接口。除此之外，还有实现和计算机通讯的接口，以及人机交互的接口等等。其中运算单元是控制系统的核心部件，采用了双CPU控制的结构。控制单元通过总线将两个CPU和外设连接起来。主电路采用了POWERTRAN®的逆变器主回路。

以下叙述如何用有限元方法球磁链表，其程序流程框图见图6。设：实际采用的电机参数为：

定子外径(mm)210；定子内径(mm)114；转子外径(mm)113

轴直径(mm)48；硅钢片长度(mm)130；硅钢片型号：D21

轴材料：H45；定子槽数：24；转子槽数：20；额定功率：7.5kw；额定电压(V)：178；额定线电流(A)：31；连接方式：Δ

剖分程序见图7~9。在图8中，1是定子轭部，2是定子齿，3是定子槽，4是气隙，5是转子齿，6是转子槽，7是转子轭部，8是转轴。

剖分说明：根据电机结构的对称性，可以将定子分为对称的24块扇形，每一块对应的圆心角为15度。而转子则可以分为对称的20块扇形，每一块对应的圆心角为18度。然后将定子块按照径向向中心线分为对称的两块进行剖分。而转子块则直接进行剖分。对定子块的剖分过程为：用同心圆弧将定子块分层，分层的原则是简单区域层之间较厚，如定子轭，而复杂区域如定子槽弧线处分为较薄的层。然后沿径向将层分为矩形，曲线段采用折线代替。然后用对角线将矩形划分为两个三角形。如下面的剖分图所示。转子剖分类似。

这样剖分完成后，将定子块选中复制，然后用AutoCAD中的“以某条线为轴进行轴对称复制”功能将定子块翻转复制从而得到半个电机定子部分的剖分结果。对于转子部分作同样处理后可以得到半个电机转子部分的剖分结果。

如图9所示四个剖分单元，在剖分完成以后，要保存的数据为：三角形序号Si、三角形顶点的序号Pi,i+1,i+2，三角形顶点的坐标(px,py)。取点的顺序为逆时针方向，如单元Si取顶点的顺序为：Pi,Pi+1,Pi+2.同时根据单元所在位置设定单元类型为定子或是转子等。

对于定子侧，A相绕组所在槽为S₁...S_q以及S_{a1}...S_{aq}，其中q为每极每相槽数，若各个槽的磁位平均值为A_{s1}...A_{sq}和A_{sa1}...A_{saq}，则A相磁链为

$$\psi_A = W_k l_e \left(\sum_{i=1}^q (A_{s_i} - A_{s_{a_i}}) \right) \quad (6)$$

其中l_e为铁心有效长度，W_k为绕组匝数。同样将BC两相对应槽的磁位平均值带入上式就可以计算得到BC两相的磁链ψ_Bψ_C。根据下式可以计算得到定子MT轴的磁链：

$$\begin{aligned} \psi_M &= \frac{2}{3} [\psi_A \cos \theta + \psi_B \cos(\theta - 120^\circ) + \psi_C \cos(\theta + 120^\circ)] \\ \psi_N &= -\frac{2}{3} [\psi_A \sin \theta + \psi_B \sin(\theta - 120^\circ) + \psi_C \sin(\theta + 120^\circ)] \end{aligned} \quad (7)$$

上式中的θ角为M轴与定子+A轴之间的夹角。

对于转子侧，设一对鼠笼导条所对应的槽为n和n+1，对应的平均磁位为A_n和A_{n+1}，则该回路的磁链为

$$\psi_n = l_e (A_{n+1} - A_n) \quad (8)$$

则参照下式可以得到由多相到两相的结果,从而得到转子 MT 轴上的磁通。

$$\begin{aligned} \psi_{Mr} &= \frac{2}{K} \sum_{n=1}^K \psi_n \cos(n-1)\varphi_0 \\ \psi_{Tr} &= -\frac{2}{K} \sum_{n=1}^K \psi_n \sin(n-1)\varphi_0 \end{aligned} \quad (9)$$

其中 K 为转子导条数, φ_0 为两导条之间的夹角, ψ_n 为第 n 个回路的磁链。

有限元的计算过程

电机是一个圆柱体,可以假设圆柱体内沿轴线方向磁场分布均匀,因此将电机电磁场问题简化为二维平面场计算。不考虑相对影响较小的转子导条的集肤效应和铁心的磁滞涡流效应,只考虑铁心的饱和效应,其铁心材料的 B-H 曲线已知。应用有限元法计算在不同 M、T 轴电流下电机的电磁场并根据计算结果得到此时的各个绕组的磁链参数。首先取与电机轴垂直的横截面作为被分析的二维平面场,对包括定子和转子在内的对称扇形区域进行剖分。对求解区域内每个剖分三角形单元应用下面的方程(10)来求解单元各顶点上的磁位 A。这里假设单元内各处磁位为线性分布,可以通过三个顶点磁位线性插值得到。通过对各个单元列写方程及分析边界条件,最终将所有方程合成一个总的矩阵方程进行求解从而得到各个剖分单元顶点的磁位。由于所求解区域包括定子和转子,则可以根据单元顶点位置坐标及该点的磁位来确定定转子的磁位分布,再根据方程(7)(9)得到定转子 MT 轴的磁链。

电机横截面属于二维平面恒定非线性电磁场,其电磁场方程及边界条件为:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \delta = 0 \\ A|_{\Gamma_1} = A_0 \quad \text{第一类边界条件,图8定子中的AB段,转子无这类边界;} \\ \nu \frac{\partial A}{\partial n} \Big|_{\Gamma_2} = -H_t \quad \text{第二类边界条件,图8定子中的CDEFGH段,转子中的bcdef段;} \end{cases} \quad (10)$$

其中 A 为矢量磁位。 ν 为磁阻率。 δ 为电流密度, H_t 为边界与法向垂直方向的磁场强度。 A_0 为边界上的磁位值,对于特殊区域其边界值是已知的。

其等价变分问题为极小化能量泛函

$$F = \iint_{\Omega} \left(\int_0^B \frac{\nu B^2}{2} - A \delta \right) dx dy + \int_{\Gamma_2} H_t A dt \quad (11)$$

其中 $B = \sqrt{\left(\frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)^2}$, $\nu = \frac{1}{\mu(H)}$ 。 $\mu(H)$ 为磁场强度为 H 时的导磁率。

对于三角形剖分的一个单元 Se, 对它的能量泛函 F 进行离散化并求其最小值可以得到下式:

(F 的离散化过程可以参见“电机电磁场理论与计算” P89~P91,陈丕璋等,科学出版社,1986年)。

设 Δe 三个顶点逆时针编号为 i, j, k

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F}{\partial A_i} \\ \frac{\partial F}{\partial A_j} \\ \frac{\partial F}{\partial A_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{ii} & k_{ij} & k_{ik} \\ k_{ji} & k_{jj} & k_{jk} \\ k_{ki} & k_{kj} & k_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_i \\ f_j \\ f_k \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 $A_{i,j,k}$ 为三角形三个顶点 i, j, k 处的磁位。

$$\left. \begin{aligned} f_i &= \frac{1}{3} \delta_e \Delta_e \\ f_j &= f_k = \frac{1}{3} \delta_e \Delta_e + \frac{1}{2} H_e L_e \end{aligned} \right\} L_e = \sqrt{(x_j - x_k)^2 + (y_j - y_k)^2} \quad (13)$$

$$k_{nn} = \frac{\mu_e}{4\Delta_e} (b_n^2 + c_n^2) \quad n = i, j, k \quad k_{nm} = \frac{\mu_e}{4\Delta_e} (b_n b_m + c_n c_m) \quad \begin{matrix} n = i, j, k \\ m = i, j, k \end{matrix} \quad n \neq m$$

$$b_i = (y_j - y_k), \quad b_j = (y_k - y_i), \quad b_k = (y_i - y_j) \quad (14)$$

$$c_i = (x_k - x_j), \quad c_j = (x_i - x_k), \quad c_k = (x_j - x_i)$$

其中, δ_e 为单元处的电流密度, Δ_e 为单元三角形的面积, $x_{i,j,k}$ 、 $y_{i,j,k}$ 为三角形单元各顶点坐标。 H_e 为单元处的磁场强度, μ_e 为单元处的导磁率。

对剖分区域的每个单元列写上面的方程, 然后合成一个总的方程:

$$[K][A] = [R] \quad (15)$$

其中, $[K]$ 为所有 K 系数矩阵的总和, $[A]$ 为所有点上的磁位矢量, $[R]$ 为所有自由项 f 的总和矢量。满足该方程的 $[A]$ 就是所求的各点磁位。

图 10 为有限元计算的流程图。

假设定子侧电流为 i_A , i_B 和 i_C , 此时假设电机的定子 A 相绕组轴线和 M 轴的夹角为 θ , 转子的第一对导条的轴线和 M 轴的夹角为 γ , 同时还假设转子侧各个端环电流随回路所在位置正弦分布。那么定子各相电流和 M、T 轴电流的关系为

$$\begin{aligned} i_A &= i_m \cos \theta - i_n \sin \theta \\ i_B &= i_m \cos(\theta - 120^\circ) - i_n \sin(\theta - 120^\circ) \\ i_C &= i_m \cos(\theta + 120^\circ) - i_n \sin(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (16)$$

这里 θ 取为 0。

定子 A 相槽内的电密为 $\delta_m = \frac{W_1 i_s}{S_s}$, 这里 S_s 为定子槽截面积, i_s 为槽内的等效电流, W_1 为匝数。对于单层绕组其电流等于 A 相电流, 双层绕组则需要根据绕组的结构确定槽内的等效电流的大小。

转子侧端环电流为 i_{kn} , 可以由已知的转子 M、T 轴电机计算得到, 如下式:

$$i_{kn} = i_m \cos[\gamma - (n-1)\varphi_0] - i_n \sin[\gamma - (n-1)\varphi_0] \quad (17)$$

则导条电流 $i_m = i_{K_n} - i_{K(n+1)}$ 。该导条所在槽的电密为 $\delta_m = i_m / S_r$ ， S_r 为转子槽面积。

下面是矩阵方程 $[K][A]=[R]$ 的求解：

由于考虑电机的饱和，所以系数矩阵 K 应为非线性的。则采用 N-R 迭代法进行计算。

令 $f(A)=[K][A]$ ，则存在如下的近似：

$$f([A]) = f([A]^N) + [J]^N ([A]^{N+1} - [A]^N)$$

N 表示第 N 次迭代。当 $[A]^{N+1} = [A]^N$ 时，方程的解就可以得到。

则得到迭代格式的公式：

$$[J]^N ([A]^{N+1} - [A]^N) = [R] - f([A]^N) \quad (18)$$

迭代格式中的雅克比矩阵 $[J] = \frac{\partial f}{\partial [A]}$ ，相当于 $f([A])$ 在 A 处的斜率。对于单个三角形单元

Se，设三个顶点按逆时针编号为 i, j, k ，则由前面的公式有

$$f_e = \begin{bmatrix} f_{ie} \\ f_{je} \\ f_{ke} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{iie} & k_{ije} & k_{ike} \\ k_{jje} & k_{jje} & k_{jke} \\ k_{kie} & k_{kje} & k_{kke} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix}$$

$$[J]^e = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{ie}}{\partial A_i} & \frac{\partial f_{ie}}{\partial A_j} & \frac{\partial f_{ie}}{\partial A_k} \\ \frac{\partial f_{je}}{\partial A_i} & \frac{\partial f_{je}}{\partial A_j} & \frac{\partial f_{je}}{\partial A_k} \\ \frac{\partial f_{ke}}{\partial A_i} & \frac{\partial f_{ke}}{\partial A_j} & \frac{\partial f_{ke}}{\partial A_k} \end{bmatrix}$$

推导该偏微分方程可以得到

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{ie}}{\partial A_i} &= k_{iie} + \frac{f_{ie}^2}{v^2 B \Delta_e} \frac{\partial v}{\partial B} \\ \frac{\partial f_{je}}{\partial A_j} &= k_{jje} + \frac{f_{je}^2}{v^2 B \Delta_e} \frac{\partial v}{\partial B} \\ \frac{\partial f_{ke}}{\partial A_k} &= k_{kke} + \frac{f_{ke}^2}{v^2 B \Delta_e} \frac{\partial v}{\partial B} \\ \frac{\partial f_{ie}}{\partial A_j} &= \frac{\partial f_{je}}{\partial A_i} = k_{ije} + \frac{f_{ie} f_{je}}{v^2 B \Delta_e} \frac{\partial v}{\partial B} \\ \frac{\partial f_{ie}}{\partial A_k} &= \frac{\partial f_{ke}}{\partial A_i} = k_{ike} + \frac{f_{ie} f_{ke}}{v^2 B \Delta_e} \frac{\partial v}{\partial B} \\ \frac{\partial f_{ke}}{\partial A_j} &= \frac{\partial f_{je}}{\partial A_k} = k_{kje} + \frac{f_{ke} f_{je}}{v^2 B \Delta_e} \frac{\partial v}{\partial B} \end{aligned}$$

其中 B 为磁感应强度。 $v = \frac{1}{\mu_e}$ 为单元内的磁阻率。将每个单元计算得到的 $[J]^e$ 都迭加到

雅克比矩阵[J]中, $\frac{\partial f_k}{\partial A_j}$ 项迭加到[J]的 k 行 j 列, 则可以得到计算所需的[J]。

下面给出计算举例:

设某一边界单元的顶点坐标为:

[56.5,0],[57,0],[56.4314, 2.78382], 序号为 2。

计算过程为:

读入顶点坐标到数组 pp 中, 同时将三角形单元的所有信息保存在结构数组 tt 中。

首先判断该单元的位置, 如果在定子或转子槽内, 则根据位置判断单元的电角度, 然后根据给定电流计算该单元的电流密度。公式如 (11), (12) 所示。如果不是在槽内, 则将电流密度设为 0。这里这个单元在定子轭部, 则电流密度为 0。

计算该单元的系数:

$$b_i = y_j - y_m = 0 - 2.78382 = -2.78382; b_j = y_m - y_i = 2.78382 - 0 = 2.78382; b_m = y_i - y_j = 0 - 0 = 0;$$

$$c_i = x_m - x_j = 56.4314 - 57 = -0.5686; c_j = x_i - x_m = 56.5 - 56.4314 = 0.0686; c_m = x_j - x_i = 57 - 56.5 = 0.5;$$

$$\Delta_e = \frac{1}{2}(b_i c_j - b_j c_i) = 0.6960$$

$$\left. \begin{aligned} f_i &= \frac{1}{3} \delta_e \Delta_e = 0 \\ f_j &= f_k = \frac{1}{3} \delta_e \Delta_e + \frac{1}{2} H_e L_e = 0 \end{aligned} \right\} L_e = \sqrt{(x_j - x_m)^2 + (y_j - y_m)^2} = 2.8413$$

因为电流密度为 0, 且由边界条件可知 H_e 为 0。因为单元在定子轭里, 所以

$$v_e = 1.0 / (u_0 \times u_r) = 1.0 / (4 \times \pi \times 1e-7 \times 1500) = 530.5165$$

$$k_{ii} = \frac{v_e}{4\Delta_e} (b_i^2 + c_i^2) = \frac{530.5165}{4 \times 0.696} (2.78382^2 + (-0.5686)^2) = 1538.4$$

$$k_{ij} = \frac{v_e}{4\Delta_e} (b_i b_j + c_i c_j) = \frac{530.5165}{4 \times 0.696} (2.78382 \times (-2.78383) + (-0.5686) \times 0.0686) = 1469.3 \text{ 类似}$$

可以得到其他系数。

经过对每一个单元进行类似的计算后, 最后得到前面所提到的总的矩阵方程。对这个方程进行求解可以得到最终各个单元的磁位分布。

保存在数据文件中的为在不同电流下电机定转子中的磁场分布及 MT 轴上的磁链, 保存形式为数据表格。下面以某一电流下的结果为例:

I_{Ms} (定子 M 轴电流) 2.81095	f_{Ms} (定子 M 轴磁链) 0.381278
I_{Ts} (定子 T 轴电流) 14.9244	f_{Ts} (定子 T 轴磁链) 0.0488938
I_{Mr} (转子 M 轴电流) 0	f_{Mr} (转子 M 轴磁链) 0.376839
I_{Tr} (转子 T 轴电流) -14.047	f_{Tr} (转子 T 轴磁链) 2.67026e-007

实际应用中对这个表进行插值就可以得到任意电流下的磁链。

下面为计算得到的磁链表的一部分

说明如下：

Current_iTs 为定子 T 轴电流; Current_iTr(') 为转子 T 轴电流; Current_iMs 为定子 M 轴电流

Current_iMr(') 为转子 M 轴电流; Link-Ts 为定子 T 轴磁链; Link-Ms 为定子 M 轴磁;

Link-Tr 为转子 T 轴磁链; Link-Mr 为转子 M 轴磁链;

Link-A 为 A 相磁链; Link-B 为 B 相磁链; Link-C 为 C 相磁链

Current_iTs	9.1639	14.6622	18.3278
Current_iTr(')	-8.59711	-13.7554	-17.1942
Current_iMs	0	0	0
Current_iMr(')	0	0	0
Link-Ts	0.0480693	0.0758845	0.0921548
Link-Ms	-1.78623e-5	-3.03019e-5	-3.91252e-5
Link-Tr	0.00564894	0.00859067	0.00945619
Link-Mr	-1.89887e-5	-3.22076e-5	-4.17075e-5
Link-A	0.0405476	0.0633322	0.0752785
Link-B	-0.0315718	-0.0505208	-0.0629877
Link-C	-0.0315409	-0.0504683	-0.0629199

以下叙述如何根据已经得到的磁链表计算得到最大转矩表和优化励磁电流表。

首先设定定子总电流 I_s 。设定的 I_s 不能大于电流最大值 I_{smax} ，这个最大值受逆变器性能限制。令 I_s 的初始值为 I_{s0} ，一般为电机额定电流的 1/10，则 $I_s = I_{s0}$ 。接着设定电机的转速 ω 。转速的最大值 ω_{max} 受电机性能的限制，初始值取 60 转/分钟。

根据下列公式：

$$u_s = \sqrt{u_{Ms}^2 + u_{Ts}^2} \leq u_{smax}$$

$$u_{Ms} = R_s i_{Ms} - (\omega_r + \omega_s) f_{Ts} \left(i_{Ts}, \frac{i_{Ts}}{K_s} \right)$$

$$u_{Ts} = R_s i_{Ts} + (\omega_r + \omega_s) f_{Ms}(i_{Ms}, 0)$$

可以在给定定子总电流和转速的条件下，根据磁链表计算得到励磁电流的限幅值。简单的说可以将上面两个公式简化为求在 i_{ms} 等于什么时不等式等号成立。

求得励磁电流的最大值 I_{msmax} 后，设定定子励磁电流 I_m 的初始值为额定励磁电流的 1/10。在已知定子 M 轴励磁电流和定子总电流的情况下，可以根据下式计算得到定子 T 轴电流：

$$i_s = \sqrt{i_{Ms}^2 + i_{Ts}^2}$$

得到定子 M、T 轴电流后，可以查磁链表得到电机的转子磁链 ψ_r ，则根据下式可以计算得到电机转矩：

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{i_r}{K_t} \psi_r$$

将电机转矩、给定的定子总电流、电机转速、定子 M、T 轴电流、转子磁链保存到数据文件中。然后判断当前的定子励磁电流是否大于最大值，如果小于则增加一个增量，这里取额定励磁电流的 1/10，然后重新计算定子 T 轴电流并求得新的电机转矩存入数据文件。反复计算直到 I_m 大于最大值。当 I_m 大于当前最大值，判断给定转速是否大于最大值，如果没有则增加一个增量，再重复计算励磁电流最大值直到算出电机转矩。反复增加电机转速直到转速大于转速最大值，再判断电机总电流是否大于定子电流最大值。如果没有达到最大定子电流值，则对定子电流增加一个增量，然后重新设定电机转速，再进行计算直到求得电机输出转矩。反复增加直到达到定子电流的最大值。

当上述计算结束后，将计算中出现的所有转速保存在数组 sp 中，设这个数组的大小为 n 。取 $speed=sp[0]$ ，并将对应转速为 $speed$ 的所有计算得到的电机转矩保存在数组 Te 中，设这个数组的大小为 m 。对这个数组按大小进行排序，取其最大值 $Temax$ ，则得到转速为 $speed$ 下的电机最大转矩，将 $speed$ 、 $Temax$ 和对应的定子励磁、转矩电流存入数据文件 $maxtorqu.dat$ 中。取 $T=Te[0]$ ，将对应转速为 $speed$ 及转矩为 T 的定子电流存入数组 Is 中。对 Is 按大小排序，取最小值为 $Ismin$ ，将 $speed$ 、 T 、 $Ismin$ 和对应的定子励磁电流存入数据文件 $optimal.dat$ 中。然后令 T 为 Te 数组的下一个转矩值，重复上面的步骤直到将数组 Te 中所有的元素都用到。然后令 $speed$ 指向 sp 数组的下一个元素，再重新进行取转矩等操作，直到 sp 数组中的所有元素都被用到。最终可以得到两个数据文件。 $maxtorqu.dat$ 为最大转矩表， $optimal.dat$ 为优化励磁表。

在实际系统中通过对优化励磁表和最大转矩表查表可以达到在一定总电流限制提高了输出转矩的效果，试验结果也验证了这一点。

表 1：优化励磁表(输出一定转矩的最小总电流对应的励磁电流)

优化励磁电流	对应输出转矩	电机转速
$iM1max=29.47082468$ (A)	$Te=2.70746473$ (Nm)	Speed=2160(rpm)
$iM1max=24.74302980$ (A)	$Te=2.63189971$ (Nm)	Speed=2220(rpm)
$iM1max=21.09194341$ (A)	$Te=2.56003875$ (Nm)	Speed=2280(rpm)
$iM1max=18.27491629$ (A)	$Te=2.49084617$ (Nm)	Speed=2340(rpm)
$iM1max=16.02573427$ (A)	$Te=2.42493269$ (Nm)	Speed=2400(rpm)
$iM1max=14.19040791$ (A)	$Te=2.36206414$ (Nm)	Speed=2460(rpm)
$iM1max=12.70356758$ (A)	$Te=2.30202777$ (Nm)	Speed=2520(rpm)
$iM1max=11.51978179$ (A)	$Te=2.24458567$ (Nm)	Speed=2580(rpm)
$iM1max=10.57498681$ (A)	$Te=2.18949822$ (Nm)	Speed=2640(rpm)
$iM1max=9.75600839$ (A)	$Te=2.13673122$ (Nm)	Speed=2700(rpm)
$iM1max=9.15476443$ (A)	$Te=2.08613405$ (Nm)	Speed=2760(rpm)
$iM1max=8.57911884$ (A)	$Te=2.03756872$ (Nm)	Speed=2820(rpm)
$iM1max=8.14756482$ (A)	$Te=1.99090852$ (Nm)	Speed=2880(rpm)

附表 2: 某一转速下对应的最大转矩表

最大转矩	转速	优化励磁电流 (A)	转矩电流 (A)
Torque= 7.64925427(Nm)	Speed=5100(rpm)	iMs= 3.384394871	iTs=12.194775030
Torque= 7.56649265(Nm)	Speed=5160(rpm)	iMs= 3.340630411	iTs=12.206836409
Torque= 7.48536041(Nm)	Speed=5220(rpm)	iMs= 3.297871503	iTs=12.218457767
Torque= 7.40581435(Nm)	Speed=5280(rpm)	iMs= 3.256083626	iTs=12.229660097
Torque= 7.32781249(Nm)	Speed=5340(rpm)	iMs= 3.215233823	iTs=12.240463150
Torque= 7.25131404(Nm)	Speed=5400(rpm)	iMs= 3.175290617	iTs=12.250885526
Torque= 7.17627941(Nm)	Speed=5460(rpm)	iMs= 3.136223924	iTs=12.260944750
Torque= 7.10267014(Nm)	Speed=5520(rpm)	iMs= 3.098004981	iTs=12.270657350
Torque= 7.03044895(Nm)	Speed=5580(rpm)	iMs= 3.060606270	iTs=12.280038922
Torque= 6.95957961(Nm)	Speed=5640(rpm)	iMs= 3.024001454	iTs=12.289104193
Torque= 6.89002703(Nm)	Speed=5700(rpm)	iMs= 2.988165316	iTs=12.297867080
Torque= 6.82175712(Nm)	Speed=5760(rpm)	iMs= 2.953073693	iTs=12.306340741
Torque= 6.75473685(Nm)	Speed=5820(rpm)	iMs= 2.918703430	iTs=12.314537627
Torque= 6.68893419(Nm)	Speed=5880(rpm)	iMs= 2.885032321	iTs=12.322469524
Torque= 6.62431805(Nm)	Speed=5940(rpm)	iMs= 2.852039064	iTs=12.330147600
Torque= 6.56085831(Nm)	Speed=6000(rpm)	iMs= 2.819703216	iTs=12.337582439

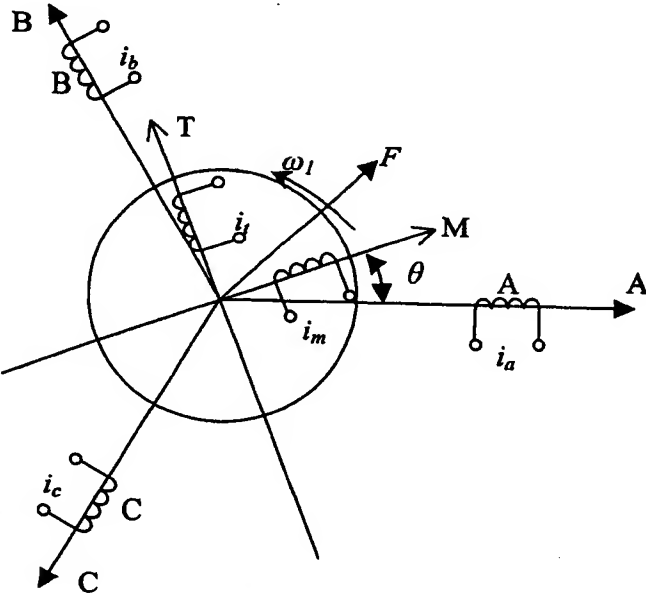


图 1

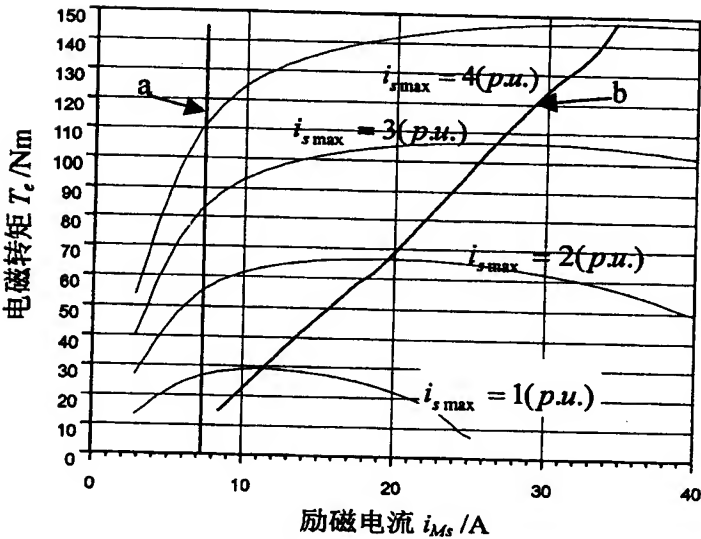


图 2

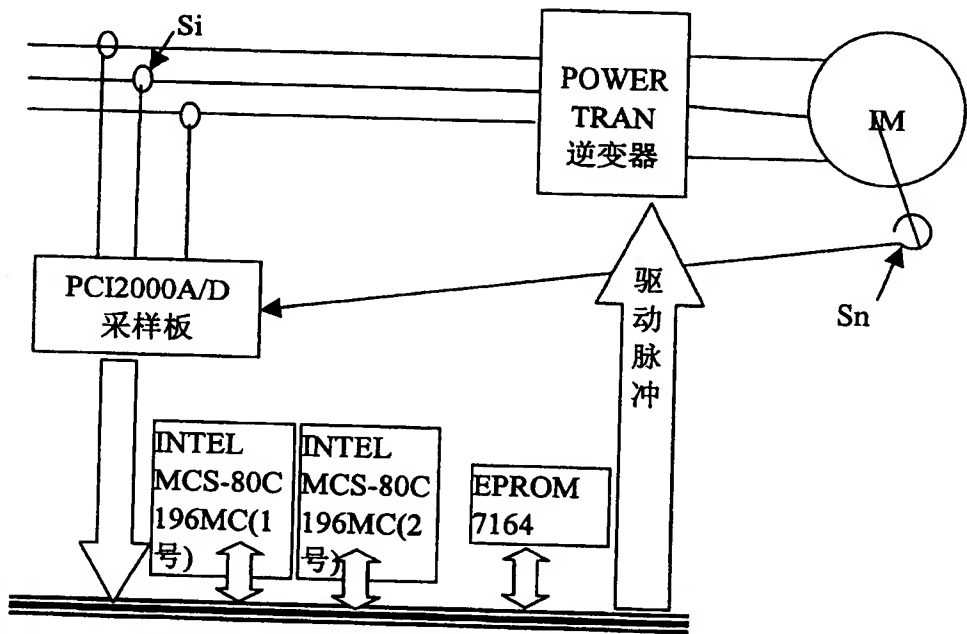


图 3

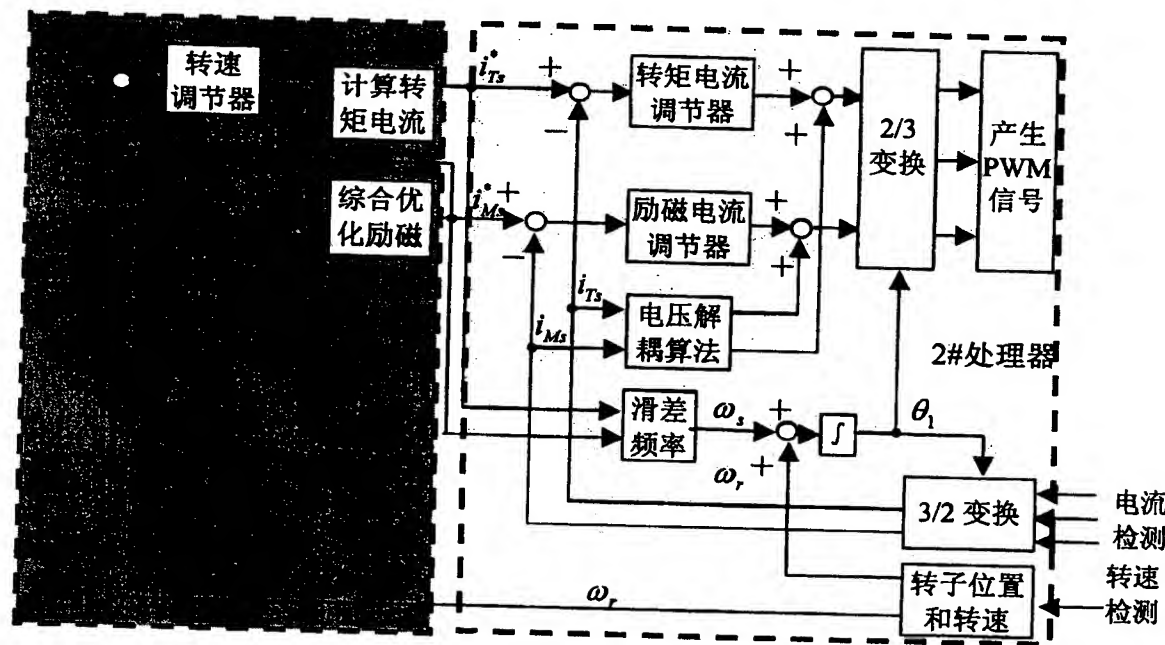
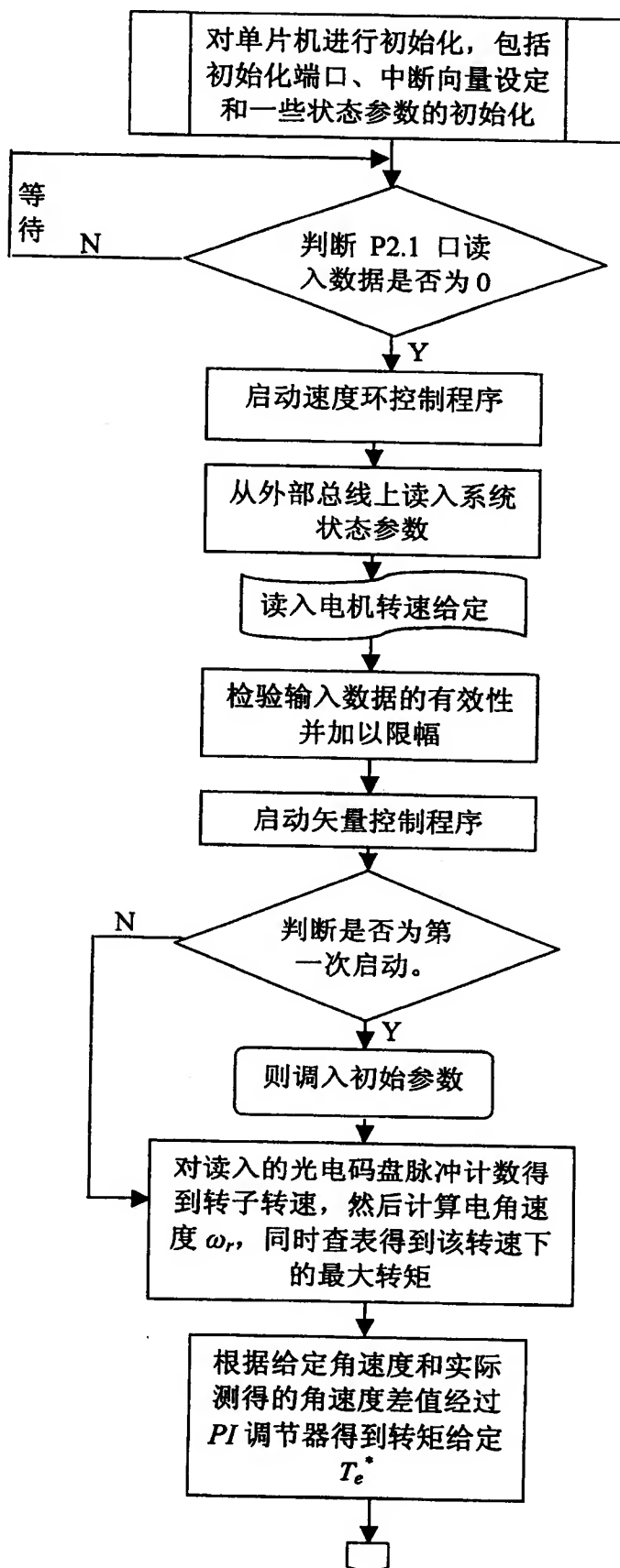


图 4



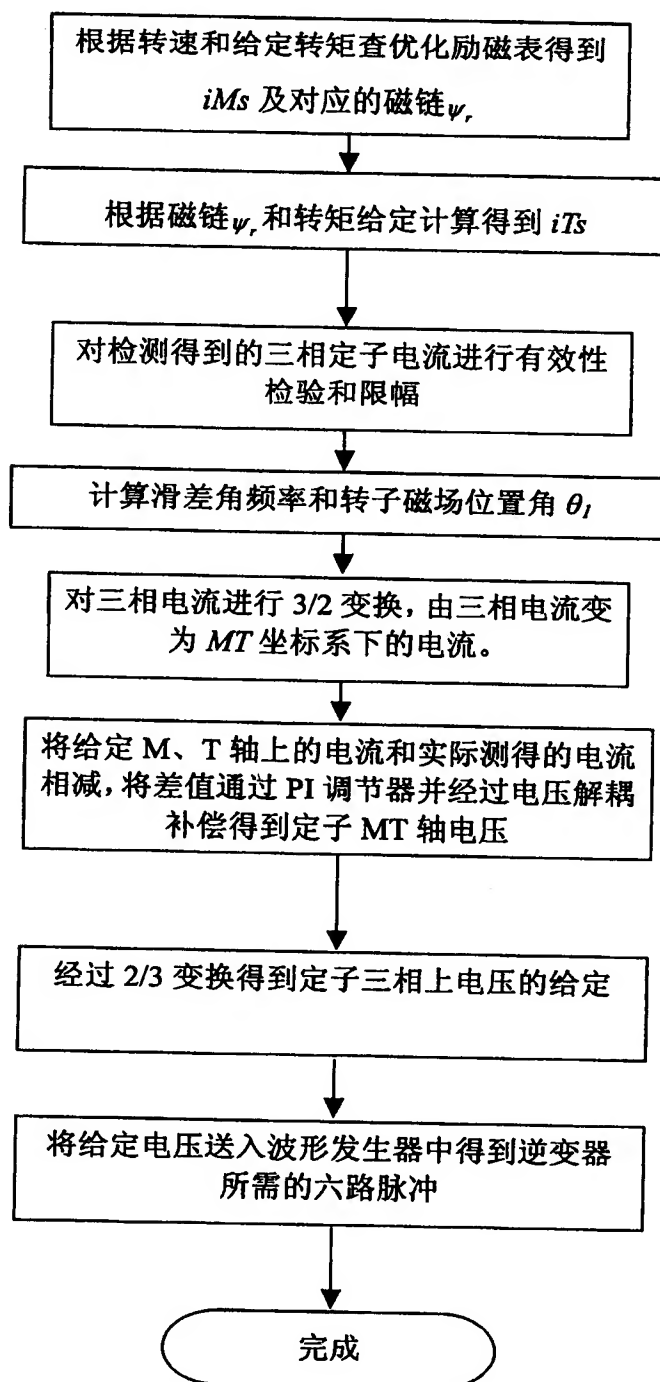


图 5

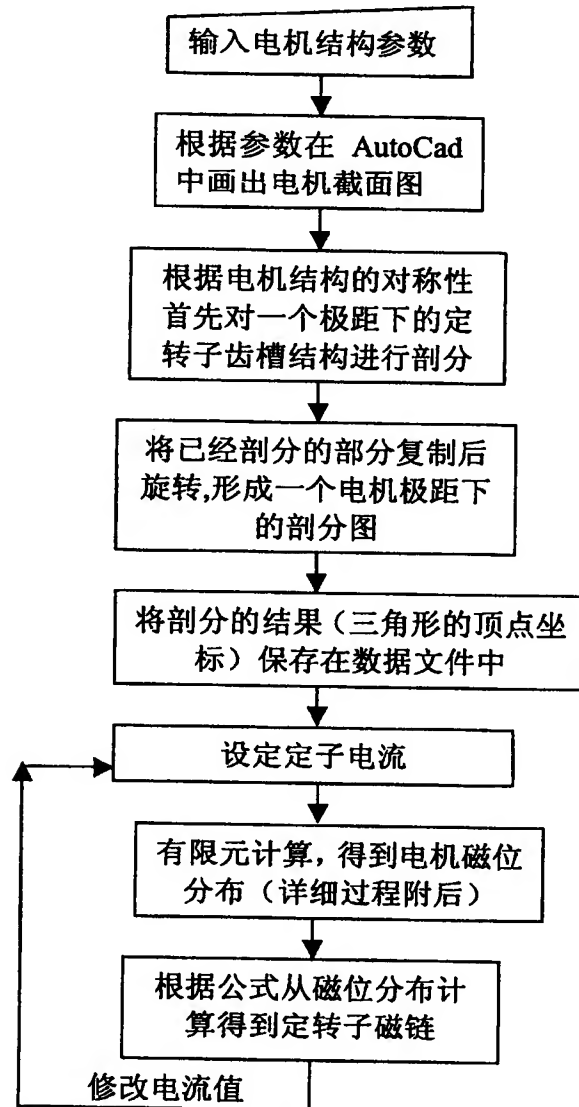


图 6

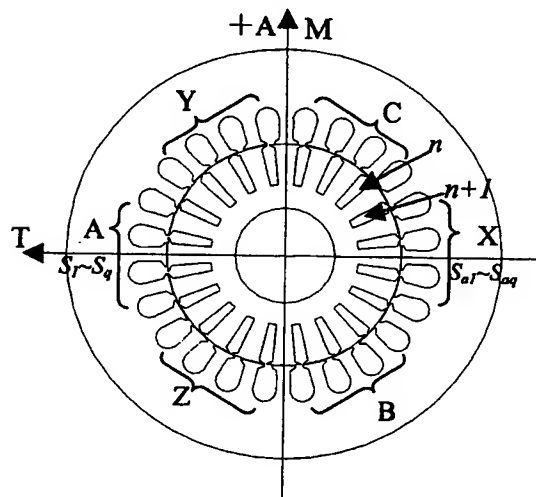


图 7

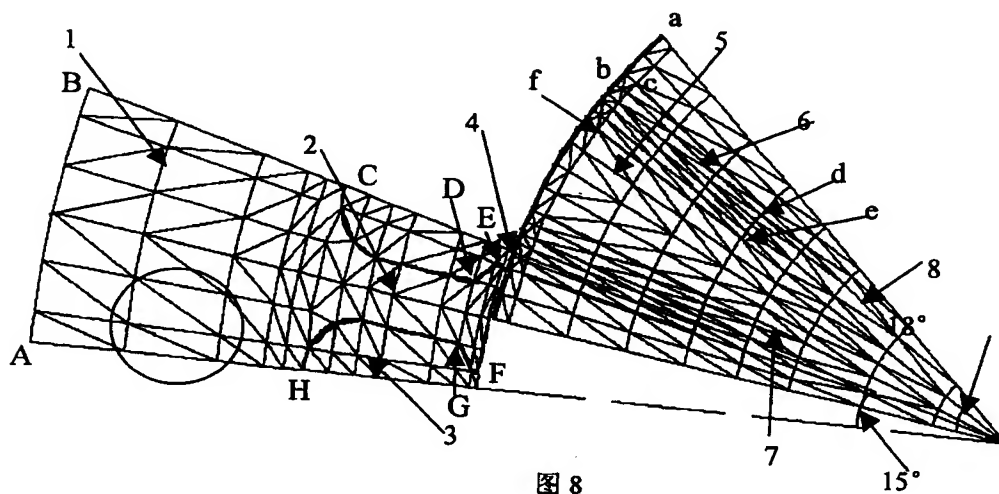


图 8

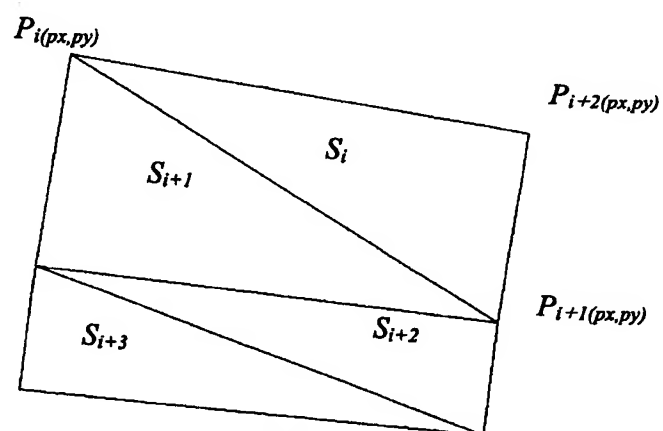


图 9

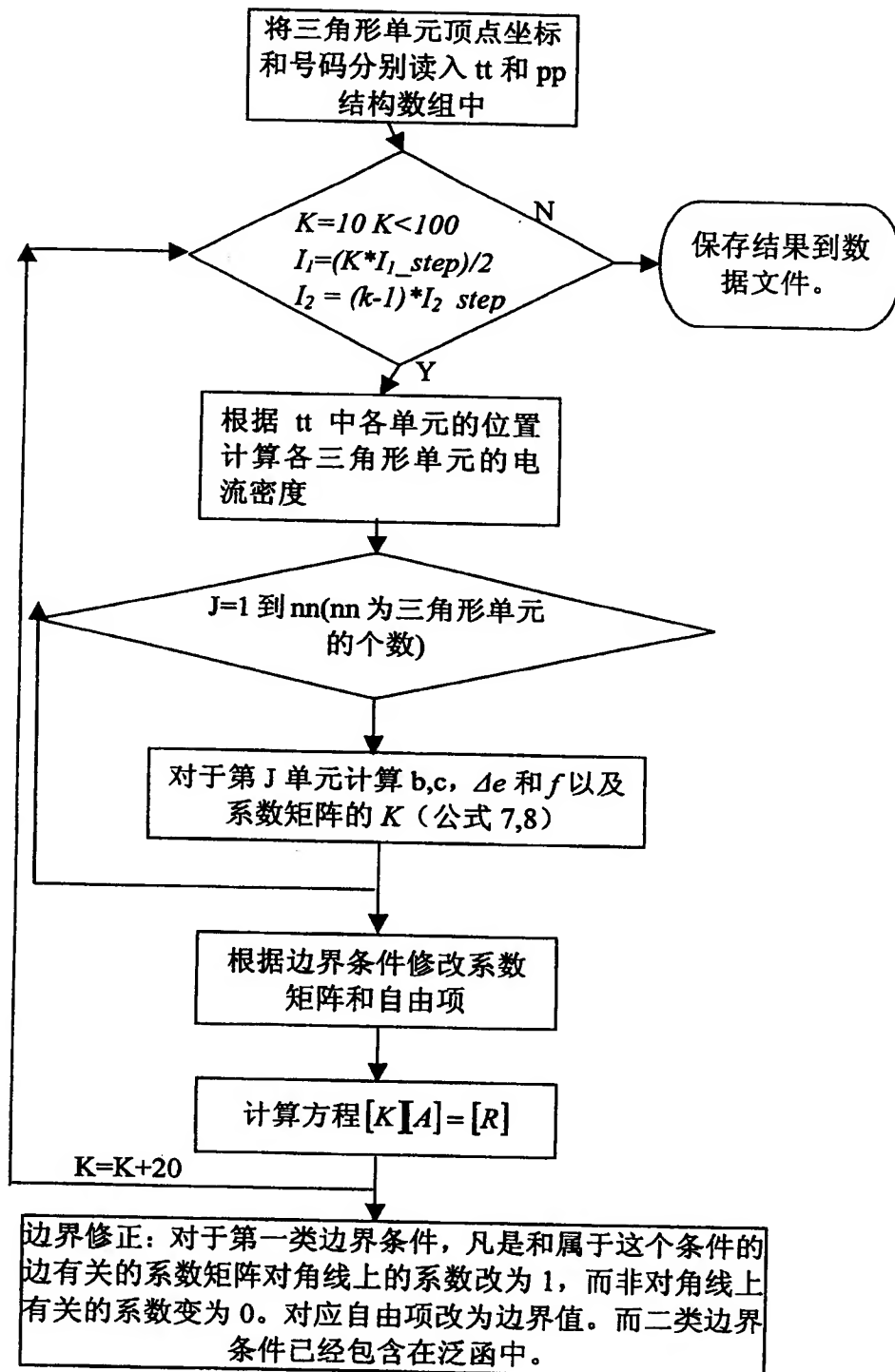


图 10

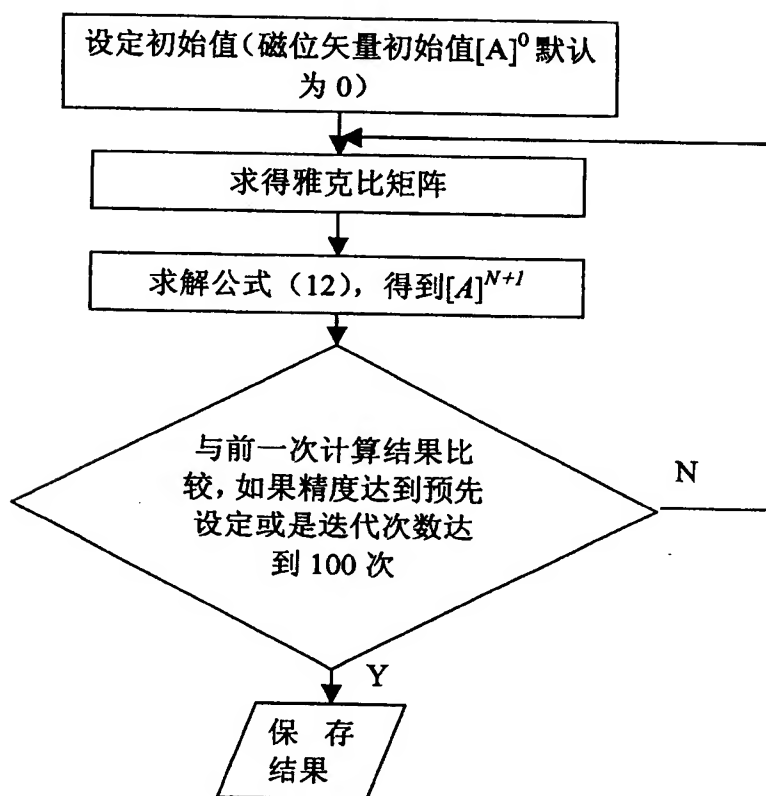
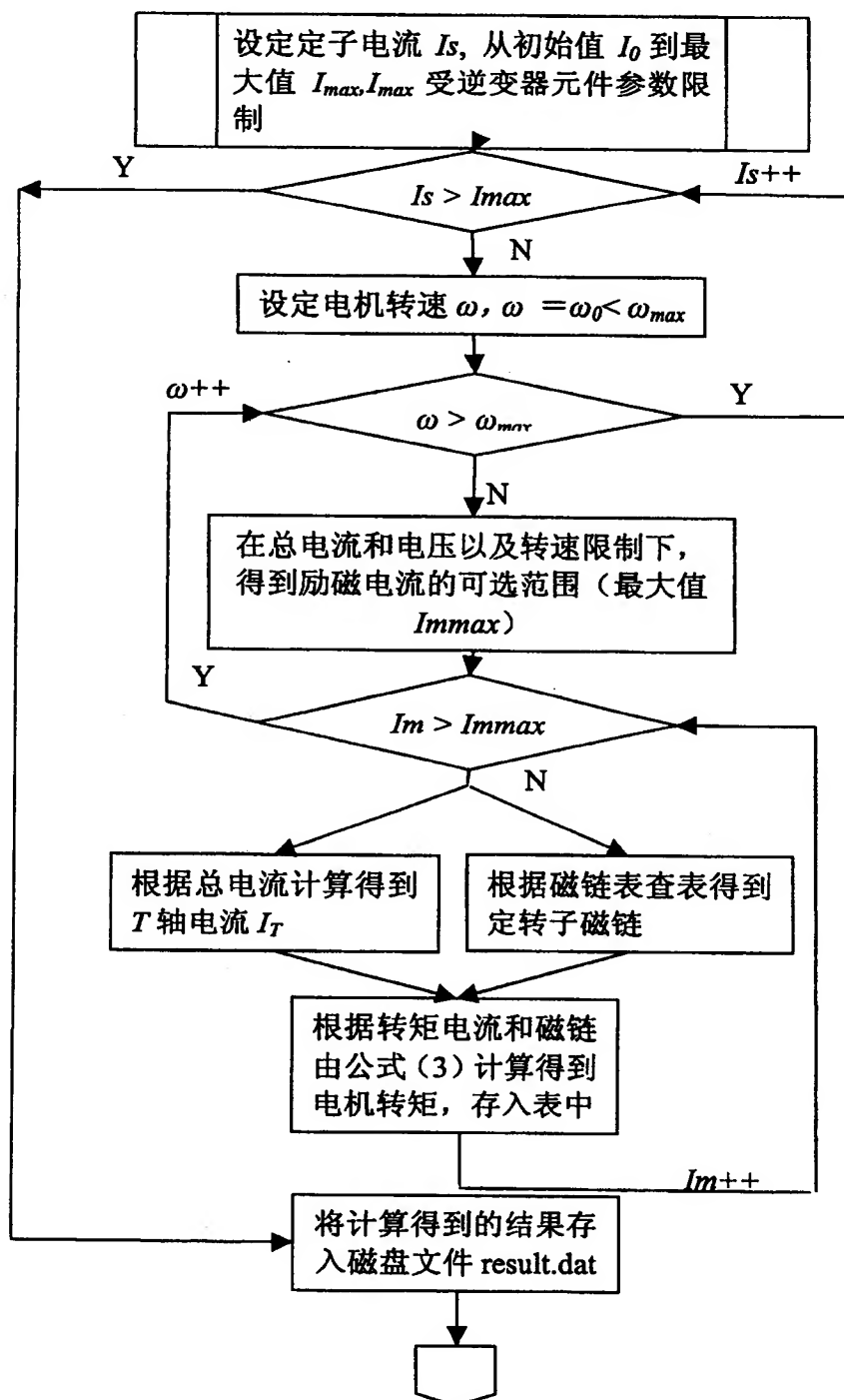


图 11



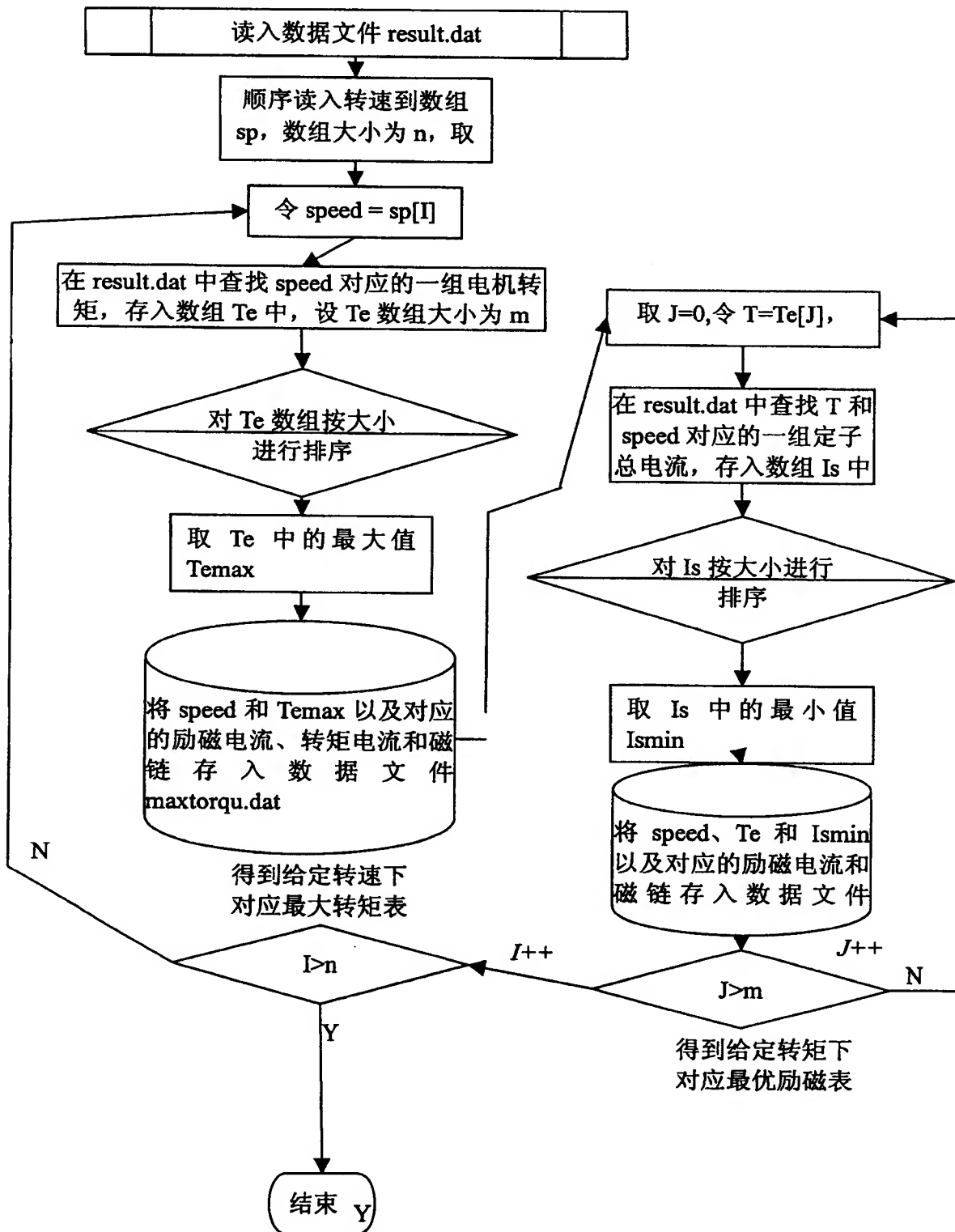


图 12

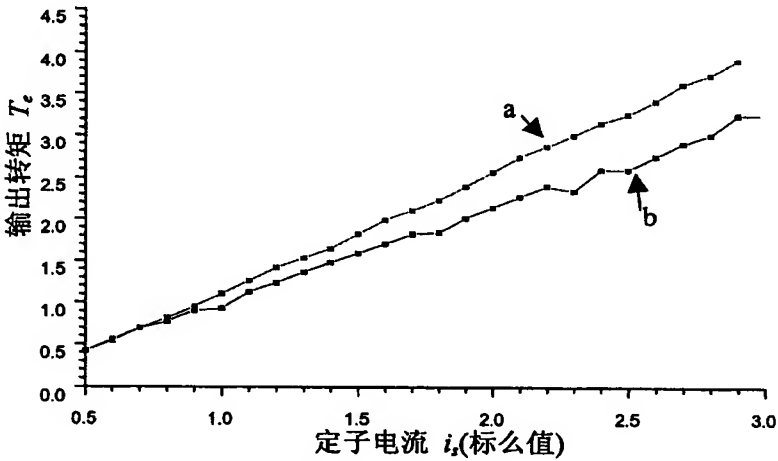


图 13

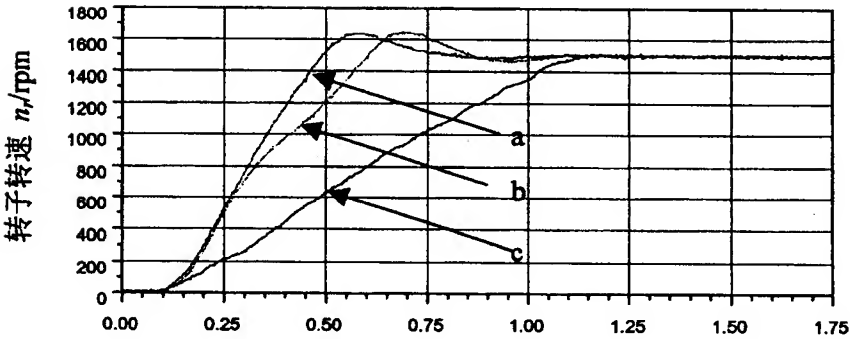


图 14